

농형 유도 전동기의 전 디지털화된 PWM발생 및 벡터제어

Fully Digitalized PWM and Vector Control of the Squirrel-Cage Induction Motor

金 韓 泰* · 權 鳳 煥**
(Han-Tae Kim · Bong-Hwan Kwon)

Abstract- Full direct digital control of induction motor drive is implemented with a minimal hardware structure. This paper deals with the presentation of a low-cost single-chip microprocessor-based control system for three-phase PWM generation and vector control that control speed of the induction motor using the field-oriented control method. Rotor flux is estimated using the indirect sensing method based on the rotor circuit equations in the synchronously rotation reference frame, and slip angle and rotor position are calculated from rotor angular velocity and stator current. Through simulation and experiment, it is shown that the proposed scheme gives good static and dynamic performance to the induction motor drive.

1. 서 론

유도전동기는 구조가 간단하고 유지 및 보수가 용이하므로 직류전동기에 비해 널리 사용되고 있다. 그러나 전동기의 전기적인 량인 전류와 전압이 역학적인 량인 토크 및 속도와 복잡하게 결합되어 있는 다변수 비선형 시스템이므로 제어방식이 아주 복잡하고 인버터 소자의 빠른 스위칭 타임(switching time)이 요구된다[1]. 이러한 비선형 특성을 지닌 유도전동기의 제어방법으로 벡

터제어 방식이 도입되었다. 여기서, 유도전동기의 고정자전류를 좌표변환에 의해 d, q축으로 분리하고 d축을 회전자 자속과 일치시킨다. 이때 d축의 전류성분은 자속성분으로 q축의 전류성분은 토크 성분으로 각각 분리되고 이들을 서로 독립적으로 제어하면 타여자 직류전동기와 같은 원리로 제어할 수 있다. 고성능 벡터제어를 위해서는 회전자 자속벡터에 대한 정확한 정보가 요구되며 실제 고정자 전류는 지령치에 따라 빠르고 정확하게 대응되는 것이 필요하다. 따라서 회전자 자속을 직접 측정하여 사용하는 것이 이론적으로 가장 바람직하나 실제로 측정이 불가능한 경우가 많다. 센싱코일을 사용하여 유기된 전압을 적분하여 간접적으로 얻는 방법이 있으나 저속에서 적분의 부정확성으로 인하여 사용하기 힘들다. 그러므로 간접

*正 會 員 : 浦項工大 大學院 電子電氣工學科 碩士課程

**正 會 員 : 浦項工大 電子電氣工學科 助教授 · 工博
接受日字 : 1990年 5月 28日
1次修正 : 1991年 2月 12日
2次修正 : 1991年 5月 6日

적인 회전자 자속벡터를 추정해내는 방법이 요구된다. 이 방법은 회전자의 각속도와 고정자 전류로 추정해내는 방식인데 적분이 요구되지 않으므로 정지상태에서나 저속에서도 속도제어가 가능하다[2]. 또한 마이크로프로세서를 이용하여 속도제어 방법을 벡터제어를 통하여 실시간(real time)으로 수행하게 되면 기능 변경이 용이하고 융통성 및 신뢰성이 좋은 특징을 얻을 수 있으나 반면 A/D 컨버터 및 ROM, RAM, 타이머, I/O포트 등의 주변회로가 필요하므로 전체적인 제어시스템이 복잡해진다. 그러나 단일 칩 마이크로프로세서를 사용하여 PWM알고리즘 및 벡터제어 알고리즘을 직접 소프트웨어로 수행하게 되면 제품이 더욱 소형화 되고 경량화되며 고 신뢰도를 얻을 수 있게 된다. 특히 Intel 8097BH 마이크로프로세서는 다음과 같은 많은 기능들이 내장되어 있다. 8K byte On-chip ROM 및 High speed pulse I/O, 8채널 멀티프렉스를 가진 10비트 A/D 컨버터, 여덟개의 인터럽트원, PWM출력, 232byte register RAM, 다섯개의 8bit I/O port등이 있다. 따라서 유도전동기의 제어 알고리즘 및 PWM 패턴 발생 알고리즘을 단일 칩 마이크로프로세서내에 내장시킬 수 있게하면 PWM발생 알고리즘과 제어알고리즘과의 하드웨어 인터페이스가 불필요하며 직접 PWM 제어가 가능해진다.

본 논문에서는 유도전동기의 속도제어에 회전자 자속벡터를 추정하는 간접벡터 제어기법을 사용하며 직접 PWM제어를 단일 칩 마이크로프로세서 Intel 8097BH를 이용하여 실현할 수 있는 제어기법을 제안한다. 또한 제시된 제어기법에 대한 시뮬레이션 및 실험결과를 제시하였다.

2. PWM발생기법

본 논문에서 사용하는 PWM방식의 펄스길이는 다음과 같이 표시된다.

$$t_{pw} = T \cdot m \cdot \sin(\omega_m t) \tag{1}$$

m 은 변조지수로 $0 \leq m \leq 1$ 이고, 샘플 간격시간(sample interval time) T 와 변조파형의 각속도 ω_m 은

$$T = \frac{1}{Nf_m} \tag{2}$$

$$\omega_m = 2\pi f_m \tag{3}$$

으로 주어지며 N 은 변조파형과 캐리어파의 주파수비가 된다. 이 방식은 Unipolar PWM방식으로

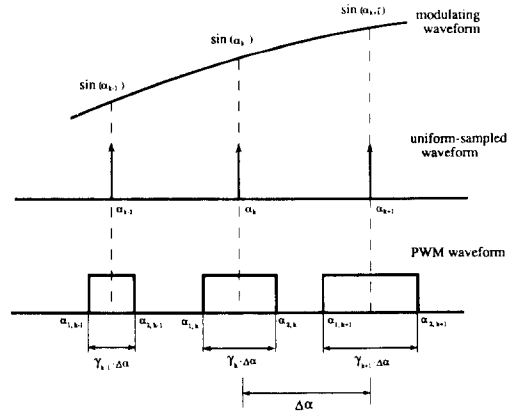


그림 1 PWM 패턴 발생방법.
Fig. 1 PWM pulse generation.

[3] 펄스패턴이 반파대칭이며 각 인버터의 트랜지스터의 반주기 동안만 동작하게 되므로 트랜지스터의 dead zone을 고려하지 않아도 된다. 식(1)에서 t_{pw} 가 양일때 인버터 상단 트랜지스터의 펄스폭을 의미하여 t_{pw} 가 음일때는 하단 트랜지스터의 펄스폭을 의미한다. switching interval angle $\Delta\alpha$ 는 다음과 같다.

$$\Delta\alpha = \frac{2\pi}{N} \tag{4}$$

이때 각 구간의 중심각을 α_k 라고 하면

$$\alpha_k = \left(k - \frac{1}{2}\right)\Delta\alpha \quad (k=1, 2, \dots, N). \tag{5}$$

중심각이 3상 변조파의 샘플지점이 되며

$$\alpha_k - \frac{\Delta\alpha}{2} \leq \omega t \leq \alpha_k + \frac{\Delta\alpha}{2} \tag{6}$$

각 구간에서 펄스의 길이는 사인파의 값에 비례한다. 이때 $k-1$ 번째 중심각 α_{k-1} 에서 본 k 번째 펄스의 pulse on angle을 $\alpha_{1,k}$, pulse off angle을 $\alpha_{2,k}$, pulse on time을 $\beta_{1,k}$, pulse of time을 $\beta_{2,k}$ 라 한다. T 에 대한 스위칭 펄스폭의 비 γ_k 는

$$\gamma_k = \frac{\alpha_{2,k} - \alpha_{1,k}}{\Delta\alpha} \tag{7}$$

로 정의되며, $0 \leq \gamma_k \leq 1$ 이므로 $\gamma_k = m \cdot \sin(\alpha_k)$ 로 나타낼 수 있다. PWM발생과정은 그림 1과 같다.

여기에서 pulse on/off angle, pulse on/off time은 각각 다음과 같이 된다.

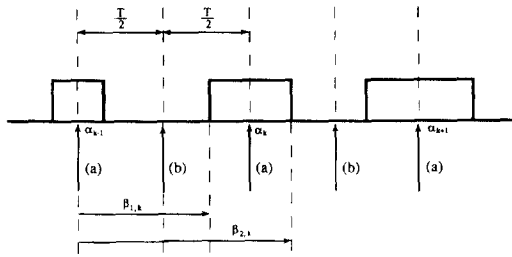


그림 2 펄스 on/off 인터럽트 및 펄스 on/off 시간
(a) 펄스 on 인터럽트
(b) 펄스 off 인터럽트

Fig. 2 Pulse on/off interrupt and pulse on/off time
(a) pulse on interrupt
(b) pulse off interrupt

$$\alpha_{1,k} = \Delta\alpha - \gamma_k \frac{\Delta\alpha}{2} \tag{8-a}$$

$$\alpha_{2,k} = \Delta\alpha + \gamma_k \frac{\Delta\alpha}{2} \tag{8-b}$$

$$\beta_{1,k} = \frac{\alpha_{1,k}}{\omega_m} \tag{9-a}$$

$$\beta_{2,k} = \frac{\alpha_{2,k}}{\omega_m} \tag{9-b}$$

식 (8-9)와 같은 방법으로 일정한 샘플 시간 간격 T 마다 pulse on time, pulse off time을 미리 구하면 실시간에 PWM펄스 패턴을 계산할 수 있으며 그 과정은 그림 2와 같다. 중심각 α_{k-1} 에 해당하는 샘플시간 β_{k-1} 에서 다음구간의 pulse on/off time $\beta_{1,k}, \beta_{2,k}$ 를 한단계 앞서 구한다.

3. 벡터제어 알고리즘

동기 회전 좌표계에서 3상 유도전동기의 d-q 방정식은 다음과 같다[2-5]

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{sp} & \omega_e L_s \\ -\omega_e L_s & R_s + L_{sp} \\ L_{mp} & (\omega_e - \omega_r)L_m \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & L_{mp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \tag{10}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \tag{11}$$

여기서 R_s 는 고정자 저항
 R_r 는 회전자 저항

L_s 는 고정자의 자기 인덕턴스
 L_r 는 회전자의 자기 인덕턴스
 L_m 는 고정자와 회전자의 상호 인덕턴스
 ω_e 는 동기속도, ω_r 는 실제 각속도
 $p = \frac{d}{dt}$: 미분 연산자
 T_e 는 전기적 토크
 P 는 극수이다.

회전자의 자속식은 다음과 같이 표시된다.

$$\Psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \tag{12-a}$$

$$\Psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \tag{12-b}$$

식 (12)를 식 (10)에 대입하면 자속에 관계되는 식이 유도된다.

$$0 = R_r i_{qr} + p\Psi_{qr} + (\omega_e - \omega_r)\Psi_{dr} \tag{13-a}$$

$$0 = R_r i_{dr} + p\Psi_{dr} - (\omega_e - \omega_r)\Psi_{qr} \tag{13-b}$$

여기서 동기속도로 회전하고 있는 회전자 자속벡터와 d축을 일치시키면 q축의 회전자 자속성분은 사라지게 된다. 따라서 d축의 자속성분이 전체 자속이 되며 다음과 같이 된다.

$$\Psi_{qr} = 0 \tag{14-a}$$

$$\Psi_{dr} = \Psi_r \tag{14-b}$$

슬립(slip) 속도 ω_s 를 다음과 같이

$$\omega_s = \omega_e - \omega_r \tag{15}$$

로 정의하고 식(14)를 식 (13), (11)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\Psi_r = \frac{L_m i_{ds}}{1 + T_r p} \tag{16}$$

$$\omega_s = \frac{L_m i_{ds}}{T_r \Psi_r} \tag{17}$$

$$T_e = K_t i_{ds} \Psi_r \tag{18}$$

단, 회전자의 시정수 T_r 과 토크상수 K_t 는 다음과 같다.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \tag{19}$$

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \tag{20}$$

제어루프를 통하여 얻은 d, q 전압을 이용해서 변조지수를 결정할 전압 V_r 과 α_k 를 결정할 위상각 θ 를 구하면 다음과 같다.

$$V_r = \sqrt{(V_{qs}^*)^2 + (V_{ds}^*)^2} \tag{21}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_{qs}^*}{V_{ds}^*} \tag{22}$$

이때, PWM에 사용되는 변조지수 m 및 phase α_k

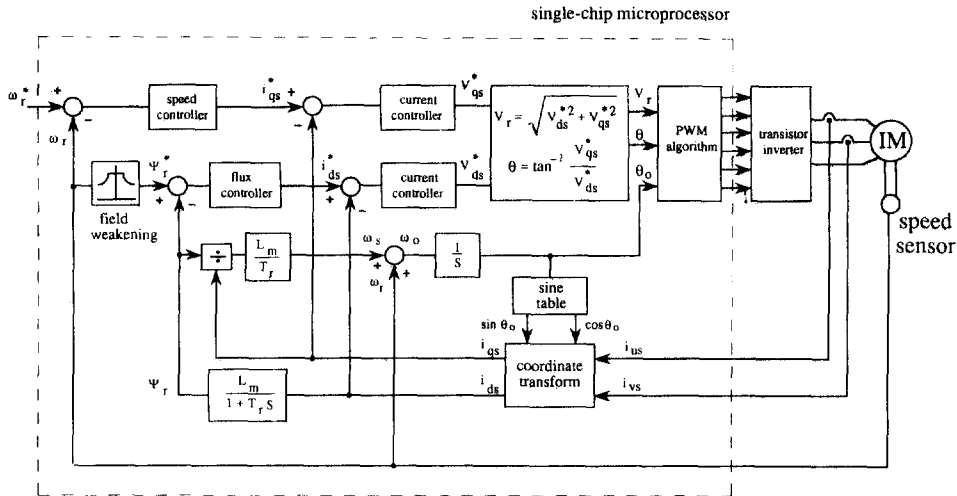


그림 3 단일 칩마이크로프로세서를 사용한 벡터제어의 블럭선도.
 Fig. 3 Configuration of single-chip microprocessor-based vector control and PWM generation.

는

$$m = \frac{V_r}{V_{max}} \quad (23)$$

$$\alpha_k = \theta + \theta_0 \quad (24)$$

으로 주어지며, V_{max} 는 상전압 최대치이고 θ_0 는 다음과 같이 표시된다.

$$\theta_0 = \int \omega_s dt + \theta_r \quad (25)$$

식 (16)의 Ψ_r 값은 회전자 자속벡터의 추정된 값이다. 식 (17)은 회전자와 회전자 자속벡터 사이의 슬립 각속도로 표시된다. 식 (25)는 회전자 자속벡터의 위치를 표시하고 있다. 이 벡터의 추정 방정식에서 보는바와 같이 회전자 각속도와 고정자 전류만 필요하고 적분항이 없기 때문에 어떤 속도에서든지 회전자 자속벡터의 추정이 가능하다. 그림 3은 단일 칩 마이크로프로세서를 사용한 벡터 제어 시스템의 구성도를 나타낸 것이다.

이 시스템은 속도제어기(speed controller), 자속제어기 (flux controller), 전류제어기(current controller), 회전자의 자속벡터 추정기(rotor flux estimator), PWM 발생기, 트랜지스터 인버터(transistor inverter), 자속감쇄기(field weakening), 좌표변환기(coordinate transformation)등으로 구성되어 있다. 속도제어기는 지령 속도 ω_r^* 와 실제속도 ω_r 의 차를 비례적분(PI) 제어하여 토오크 전류성분 i_{qs}^* 를 만든다. 자속제어기는 자속감쇄기의 지령치 Ψ_r^* 와 회전자 자속벡터 추정기에서

추정된 자속 Ψ_r 과의 차를 비례적분 (PI) 제어하여 자속 전류성분 i_{ds}^* 를 만든다. 각각의 전류제어기는 속도제어기 및 자속제어기에서 계산된 i_{qs}^* 및 i_{ds}^* 와 실제전류를 좌표변환해서 얻은 i_{qs} 와 i_{ds} 의 차를 비례적분 (PI) 제어하여 V_{qs}^* 및 V_{ds}^* 를 얻게 된다. 회전자 자속벡터 추정기는 직접 회전자의 자속을 측정할 수 없으므로 식 (16)과 같이 간접적으로 회전자의 자속을 추정한다. 좌표변환기는 식 (25)의 결과와 look-up table에 내장된 사인표 (sine table)를 사용하여 3상 전류를 d, q 전류로 변환하는 역할을 담당하고 있다. 자속감쇄기는 기준속도(base speed)이상이 되었을때 자속을 감쇄시켜 정출력운전(constant power operation)이 되도록 하는 역할을 한다. PWM발생기에 입력되는 θ 와 θ_0 는 서로 합해지고 이것은 식 (21)에서 계산된 좌표변환을 통해 3상 PWM펄스 패턴을 발생시켜 준다.

4. 소프트웨어

그림 4는 본 알고리즘의 순서도를 나타내며 주루틴(main routine)과 인터럽트루틴으로 구성되고 그림 5는 look-up table을 나타내고 있다. 주루틴은 지령속도를 받아서 유도전동기를 구동시키는데 필요한 PWM패턴을 발생시켜 인버터에 공급하는 역할과 과전류, 과전압 및 과열로 인한 시스템의 손상을 방지해 주는 시스템 보호기능을 담당하고 있다. 그림 4(b), (c)는 PWM 인터럽트 발생시

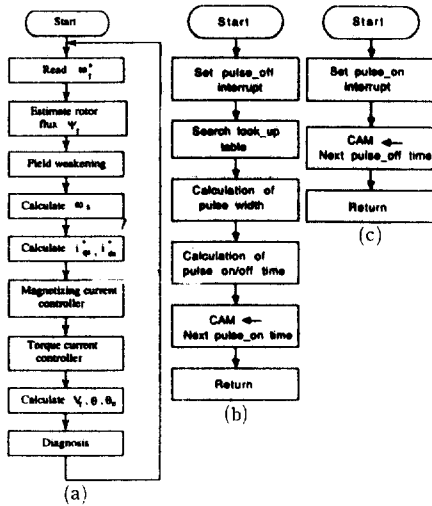


그림 4 벡터제어의 흐름도.
 (a) 주루틴, (b) 펄스 on 인터럽트 루틴,
 (c) 펄스 off 인터럽트 루틴.
Fig. 4 Flowchart of vector control system
 (a) main routine, (b) pulse on interrupt routine (c) pulse off interrupt routine.

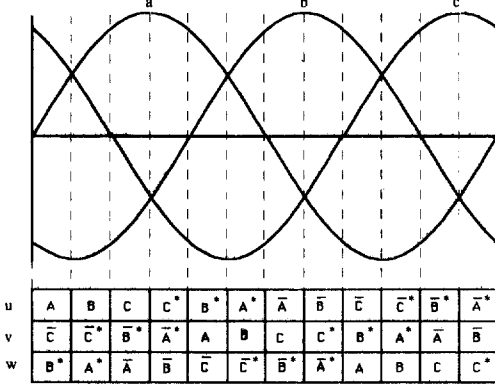


그림 5 Look-up table.
Fig. 5 Look-up table.

수행하는 루틴을 나타내며 그림 4(b)는 다음 펄스의 pulse on time $\beta_{1,k}$ 를 계산하고 그림 4(c)는 다음 펄스의 pulse off time $\beta_{2,k}$ 를 계산하는 기능을 담당하고 있다. 그리고 변조파형을 look-up table 내에 저장해서 사용함으로써 PWM패턴 발생 및 좌표변환시 실시간에 계산할 수 있도록 해주며 look-up table내의 반과대칭인 변조파형의 1/12로 3상의 전구간을 복구할 수 있으며 상당한 메모리가 절약된다. PWM패턴 발생에서 샘플 간격시간 T 는 $694\mu\text{sec}$ 로 선택되며 이것은 $f_m=60\text{Hz}$ 일때

변조파형과 캐리어 주파수의 비 N 이 24임을 나타낸다. 3상 펄스를 구하는데 소요되는 전체시간은 $150\mu\text{sec}$ 이며 벡터제어를 수행하는데 필요한 시간은 $310\mu\text{sec}$ 로서 전체 알고리즘 수행시간 $460\mu\text{sec}$ 는 샘플 간격시간 T 의 66.3%에 해당한다.

5. 시뮬레이션결과 및 실험결과

16bit 단일 칩 마이크로프로세서 (Intel 8097

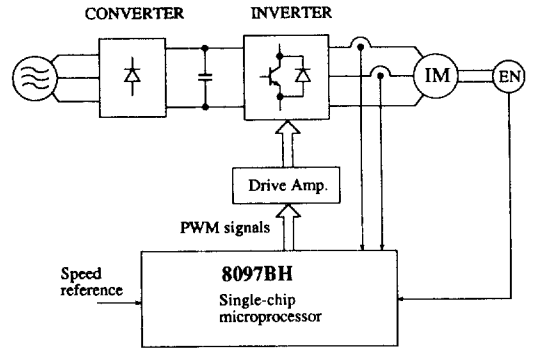


그림 6 시스템 하드웨어.
Fig. 6 System block diagram

표 1 유도전동기의 정격 및 파라미터
Table 1 Rated value and motor parameters

정격전압 : 220V, 정격주파수 : 60Hz, 극수 : 4극
정격속도 : 1740rpm, 3상 Δ 결선
고정자 저항 : $R_s=0.344\Omega$
회전자 저항 : $R_r=0.294\Omega$
고정자 자기인덕턴스 : $L_s=36.4\text{mH}$
회전자 자기인덕턴스 : $L_r=35.6\text{mH}$
고정자와 회전자 사이의 상호 인덕턴스 : $L_m=35\text{mH}$
회전자의 관성 : $J=0.067\text{Kg} \cdot \text{m}^2$
부하토크 : $T_L=4.6\text{N} \cdot \text{m}$

표 2 각 제어기의 이득 및 제한값
Table 2 Gains and limit values of each controller

	K_p	K_i	제한값
속도제어기	10 (A · sec / rad)	150 (A / rad)	12 (A)
자속제어기	30 (A / wb)	500 (A / wb · sec)	12 (A)
전류제어기	11 (V / A)	1500 (V / A · Sec)	179 (V)

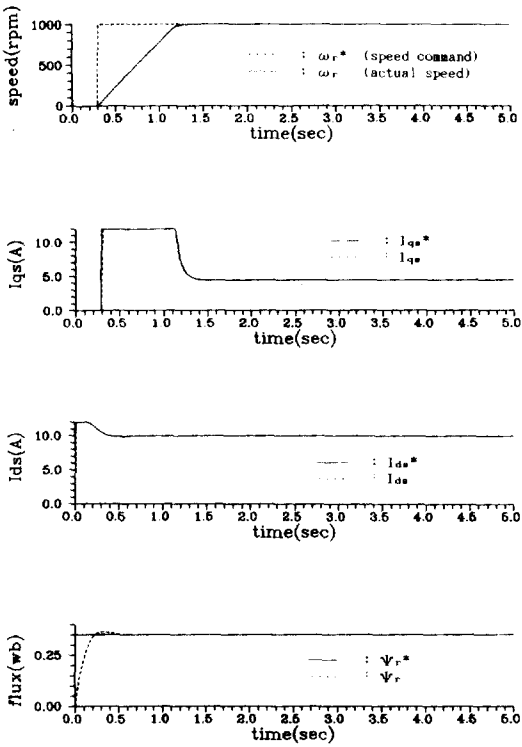


그림 7 시뮬레이션 결과 ($T=4.6N \cdot m$)
 Fig. 7 Simulation results ($T=4.6N \cdot m$)

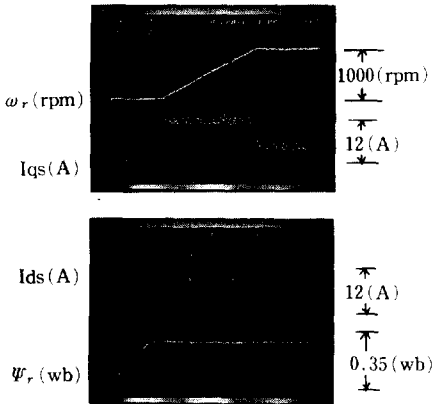


그림 8 실험결과
 Fig. 8 Experimental results.

BH) 벡터제어시스템에 5HP의 유도전 동기를 사용했으며 정격 및 파라미터는 표 1과 같다.

표 2는 본 논문에서 사용한 각 제어기의 이득 및 제한값 (limit value)을 나타내고 있다.

그림 6은 마이크로프로세서를 사용하여 제어된 PWM파형을 트랜지스터 인버터에 인가하는 과정

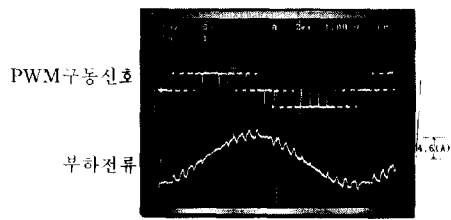


그림 9 전동기 상전압의 PWM 구동신호 및 부하 전류 ($f_m=60Hz, N=24$)

Fig. 9 PWM drive signal of phase voltage and load current of motor ($f_m=60Hz, N=24$)

을 보여주는 하드웨어이고, 그림 7과 그림 8은 부하토크가 $4.6(N \cdot m)$ 인 경우의 시뮬레이션결과와 실험결과를 각각 나타내고 있다.

그림 7은 시스템이 on된 후 0.3sec에서 속도명령 (speed command)을 스텝 형태로 가했을 때 각 성분의 추적도를 나타낸다. 회전자 자속벡터와 자속감쇄기의 기준자속이 일치하는데 얼마간의 시간이 소요되며 이는 회전자 시정수가 121msec이기 때문이다. 대략 0.2sec에서 자속의 일치가 일어나고 이후 속도는 거의 선형적으로 변화하고 있다. 이로서 추정된 회전자속이 기준자속과 일치하면 자속성분과 토크 성분은 서로 독립적으로 제어되어 타여자 직류전동기와 같은 특징을 나타내는 것을 알 수 있다. 그림 9는 $f_m=60Hz$ 에서 변조파형과 캐리어 주파수의 비 N 이 24일때 상전압의 파형과 전동기 부하전류를 나타내고 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 유도전동기 구동을 위한 직접 PWM발생 및 간접 벡터제어 알고리즘을 단일 칩 마이크로프로세서 Intel 8097BH를 사용하여 전 디지털 방식으로 구현하였다. 마이크로프로세서는 3상 PWM 펄스를 발생시키고 유도전동기의 속도제어를 벡터제어로 수행한다. 단일 칩 마이크로프로세서내에 유도전동기 제어 알고리즘과 PWM 패턴 발생 알고리즘을 포함하고 있기 때문에 여기에 필요한 하드웨어 인터페이스가 필요하지않으며 소프트웨어만으로 변화시키기 쉽기 때문에 시스템의 융통성이 좋으며 또 무척 간단해진다. 또한 제시된 제어 알고리즘의 타당성을 보이기 위하여 실험결과가 제시되었다.

참 고 문 헌

- [1] S. Sathikumar and J. Vithayathil, "Digital Simulation of Field-Oriented Control of Induction Motor," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. IE-31, No. 2, pp. 142~148, 1984.
- [2] M. Koyama, M. Yano, I. Kamiyama, and S. Yano, "Microprocessor-Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, No. 3, pp. 453~459, 1986.
- [3] 차환주, "Single-Chip 마이크로프로세서로 제어되는 PWM 인버터", 포항공대 석사학위논문, 1990.
- [4] Paul C. Krause, Analysis of Electrical Machinery, McGraw-Hill, 1986.
- [5] B.K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986.